

## CDMA DEMODULATION CIRCUIT

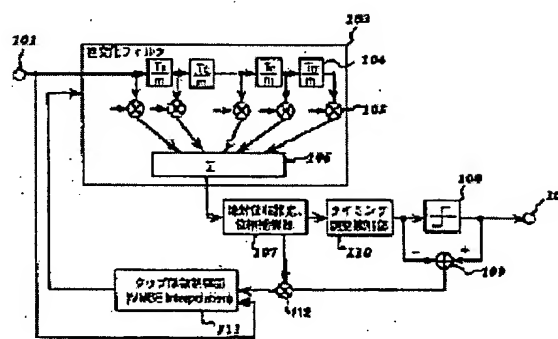
Patent number: JP8335899  
Publication date: 1996-12-17  
Inventor: ANDOU HIDEHIRO; SAWAHASHI MAMORU  
Applicant: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE  
Classification:  
- international: H04B7/005; H03H21/00; H04B7/01; H04B1/707  
- european:  
Application number: JP19950140886 19950607  
Priority number(s): JP19950140886 19950607

Report a data error here

## Abstract of JP8335899

**PURPOSE:** To shorten the convergence time of the tap coefficient of an adaptive control orthogonalizing filter used in the demodulation circuit used for demodulation in a radio reception part in the CDMA system.

**CONSTITUTION:** The output of a phase error compensation part 107 is outputted with a pilot symbol period and is held for a time of several symbols by a timing adjusting function part 110. An error generation circuit 109 uses the held phase compensation value to generate an error vector for each information symbol in accordance with the signal vector after discrimination and decision and that before the discrimination and decision. The error vector is successively inputted to a tap coefficient control part 111 with the symbol period. This part 111 updates the tap coefficient of the orthogonalizing filter with the symbol period. Since the value of the tap coefficient can be quickly converged to an optimum value, the time when the service quality is degraded is shortened even if the state of an interference wave is changed by call originating or terminating of another user on the way of service.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

[0035] [Embodiment 2] FIG. 3 is a block diagram illustrating the configuration of the embodiment of the present invention relating to the case where a plurality of reception paths are present. In FIG. 3, for the sake of simplicity, a case with two reception paths is shown by way of an example. When a plurality of reception paths are present, an orthogonalizing filter that is optimum controlled for each path is required.

[0036] In FIG. 3, the reference numeral 301 stands for a diffusion signal input terminal and 302 - a determination data output terminal. The reference numeral 303 stands for an orthogonalizing filter 1, 301 - an absolute phase estimation and phase error correction unit, 313 - an error vector computation unit, and 315 - a tab coefficient control unit 1, those components constituting an orthogonalizing filter that was optimum controlled correspondingly to one path. The functional operation of those components is identical to that of the orthogonalizing filter shown in FIG. 1. A similar configuration is also present for one more path. The output of each path is inputted into a RAKE synthesis unit 308, synthesized, and evaluated with a discrimination and determination unit 311.

[0037] On the reception side, the number of reception paths is estimated and the path profile is found. As a result, where two reception paths are present, as shown in FIG. 3, first, the first optimally controlled orthogonalizing filter employs the one-path

signal as a desirable frequency signal, and the tab coefficient of the orthogonalizing filter 1 is controlled by considering the second-path signal of the own channel signal as an interference signal similarly to other users. Furthermore, the second optimally controlled orthogonalizing filter 2 takes the second-path signal as the desirable frequency signal and the first-path signal of the own station is considered as an interference signal. The tab coefficient vector of the orthogonalizing filter is thus found for each path. In the figure, the symbol  $\tau$  represents the delay of the second-path signal with respect to the first-path signal. As for the output signal vector of each orthogonalizing filter, the phase error is estimated by conducting interpolation with the absolute phase estimation and phase error compensation units 1 and 2 of the phase error induced by phase distortion caused by the phasing of each information symbol owing to the reception phase of pilot symbols with a known pattern, and the estimated phase error is compensated by multiplying the complex conjugate of the phase error obtained. The two phase error compensated signals are assigned with weight factors of the same phase and synthesized according to the ratio of the desired signal power to the interference signal power (SIR) for each path so as to obtain a maximum ratio synthesis. This synthesis is similar to the RAKE synthesis in the usual direct diffusion communication. The RAKE synthesized signals are discriminated and determined.

[0038] In the case of two paths, the tab coefficient vectors for each path are found in the tab coefficient control units 1, 2 so

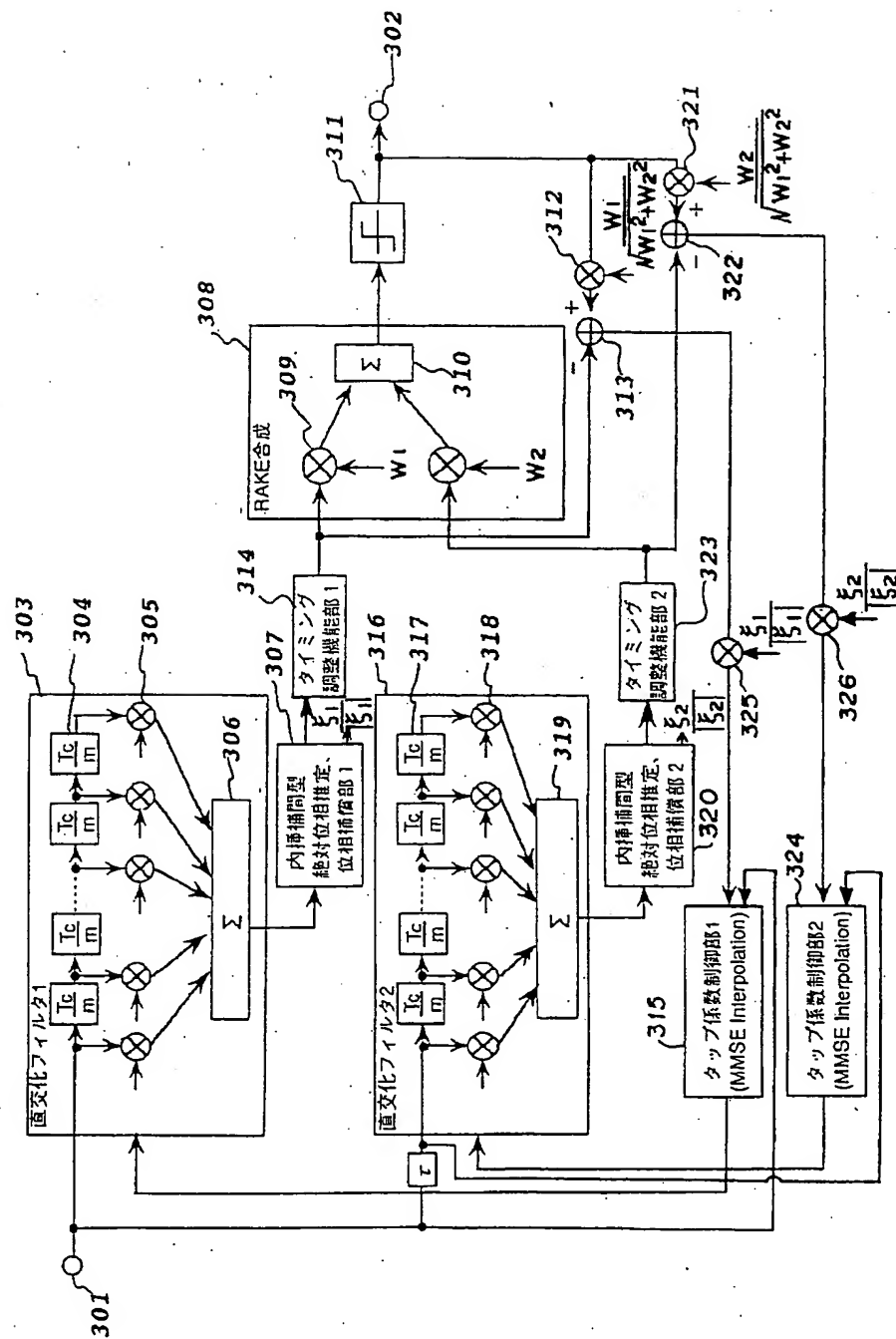
as to obtain minimum mean square root errors of the error vectors of the signal vectors that were phase error compensated in the absolute phase evaluation and phase error compensation units 1, 2 of each path and the signal vectors that were discriminated and determined after RAKE synthesis. When an error vector for each path is calculated, the SIR for each path has to be multiplied to the signal vector discriminated and determined after RAKE synthesis in the SIR weight coefficient multiplication units 1', 2' of 312 and 321 in order to compute the correct error vector of each path. [0039] Furthermore, even when the delay waves of three or more paths are present, the configuration of those two paths can be expanded and employed.

[0040] Thus, the demodulation circuit can be employed even when multiple paths are present, and synthesis in the RAKE synthesis unit is conducted by assigning a reliability weight of each path. Therefore, the coefficients relating to orthogonalizing filters with a higher degree of reliability can be computed.

FIG. 3

303 ORTHOGONALIZING FILTER 1  
 307 INTERPOLATION-TYPE ABSOLUTE PHASE ESTIMATION AND PHASE  
 COMPENSATION UNIT 1  
 308 RAKE SYNTHESIS  
 314 TIMING ADJUSTMENT FUNCTION UNIT 1  
 315 TAB COEFFICIENT CONTROL UNIT 1 (MMSE Interpolation)  
 316 ORTHOGONALIZING FILTER 2  
 320 INTERPOLATION-TYPE ABSOLUTE PHASE ESTIMATION AND PHASE  
 COMPENSATION UNIT 2  
 323 TIMING ADJUSTMENT FUNCTION UNIT 2  
 324 TAB COEFFICIENT CONTROL UNIT 2 (MMSE Interpolation)

~~【圖3】~~ FIG. 3



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-335899

(43) 公開日 平成8年(1996)12月17日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 7/005			H 0 4 B 7/005	
H 0 3 H 21/00		8842-5 J	H 0 3 H 21/00	
H 0 4 B 7/01			H 0 4 B 7/01	
1/707			H 0 4 J 13/00	D

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平7-140886

(22) 出願日 平成7年(1995)6月7日

(71) 出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72) 発明者 安藤 英浩

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・

ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72) 発明者 佐和橋 衛

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・

ティ・ティ移動通信網株式会社内

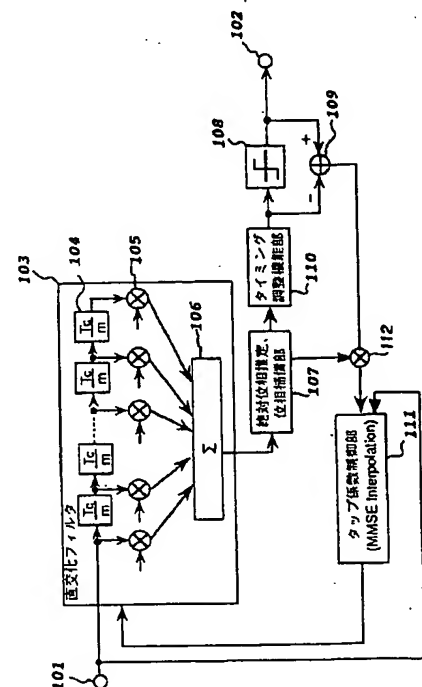
(74) 代理人 弁理士 谷 義一 (外1名)

(54) 【発明の名称】 CDMA復調回路

(57) 【要約】

【目的】 CDMA方式における無線受信部の復調に用いる復調回路に関するもので、それに用いる適応制御している直交化フィルタのタップ係数の収束時間を短縮できる復調回路を提供する。

【構成】 位相誤差補償部107の出力は、パイロットシンボル周期で出力され、タイミング調整機能部110で数シンボル周期保持する。保持された位相補償の値を用いることにより、誤差生成回路109では、識別判定後の信号ベクトルと識別判定前の信号ベクトルから、情報シンボル毎に誤差ベクトルを生成することができる。誤差ベクトルはシンボル周期で順次、前記タップ係数制御部111へ入力される。タップ係数制御部111では、シンボル周期で直交化フィルタのタップ係数の更新を行う。タップ係数の値を最適な値に早く収束させることができるので、通話中に他のユーザの発呼または終呼により干渉波の状態が変化しても、通話品質が劣化する時間を短くすることができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス（CDMA）伝送で、周期的にパターン既知のパイロットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、  
情報シンボルNシンボル周期（N：1以上の自然数）相当のタップ長を有し、前記拡散符号のM分の1（M：1以上の自然数）の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、  
前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、  
前記位相誤差補償部出力を複数シンボル周期保持することによりタップ係数の更新タイミングを調整するタイミング調整機能部と、  
タイミング調整部出力を識別・判定する識別判定部と、  
前記位相誤差補償後の受信信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、  
前記誤差ベクトルの平均2乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部とから構成されることを特徴とする復調回路。

【請求項2】 情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス（CDMA）伝送で、周期的にパターン既知のパイロットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、  
各パス毎に、  
情報シンボルNシンボル周期（N：1以上の自然数）相当のタップ長を有し、前記拡散符号のM分の1（M：1以上の自然数）の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、  
前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、  
前記位相誤差補償部出力を複数シンボル周期保持することによりタップ係数の更新タイミングを調整するタイミング調整機能部と前記誤差ベクトルの平均2乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部と、  
前記位相誤差補償後の受信信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部とを有し、  
各パスのタイミング調整機能部の出力をRAKE合成するRAKE合成部と、

RAKE合成部出力を識別・判定する識別判定部とから構成され、

前記誤差ベクトル生成部は、複数の受信パスに対応して、前記タイミング調整部出力の、各パスの位相誤差補償出力を各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け合成して識別判定する識別判定部を有し、  
前記各パスの位相誤差補償出力と、前記識別判定出力各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け乗算した出力から各パスの誤差ベクトルを生成することを特徴とする復調回路。

【請求項3】 情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス（CDMA）伝送で、周期的にパターン既知のパイロットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、

情報シンボルNシンボル周期（N：1以上の自然数）相当のタップ長を有し、前記拡散符号のM分の1（M：1以上の自然数）の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、  
前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、  
絶対位相推定・位相補償部出力を識別・判定する識別判定部と、

複数周期のパイロット信号を平均化する平均化部と、  
前記平均化部の出力と既知のパイロット信号から誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、  
前記誤差ベクトルの平均2乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部とから構成されることを特徴とする復調回路。

【請求項4】 情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス（CDMA）伝送で、周期的にパターン既知のパイロットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、

各パス毎に、  
情報シンボルNシンボル周期（N：1以上の自然数）相当のタップ長を有し、前記拡散符号のM分の1（M：1以上の自然数）の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、  
前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、  
複数周期のパイロット信号を平均化する平均化部と、  
前記平均化部の出力と既知のパイロット信号から誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、

前記誤差ベクトルの平均 2 乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部とを有し、

各パスのタイミング調整機能部の出力を RAKE 合成する RAKE 合成部と、

前記 RAKE 部出力を識別・判定する識別判定部とから構成され、

前記誤差ベクトル生成部は、複数の受信パスに対応して、前記タイミング調整部出力の、各パスの位相誤差補償出力を各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け合成して識別判定する識別判定部を有し、

前記各パスの位相誤差補償出力と、前記識別判定出力各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け乗算した出力から各パスの誤差ベクトルを生成することを特徴とする復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は移動通信等に使用されるスペクトル拡散を用いてマルチプルアクセスを行う、CDMA 方式における無線受信部の復調に用いる復調回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 スペクトル拡散 (SS) の無線機では、送信側では、通常の変調である 1 次変調の後に拡散符号で拡散する 2 次変調を行い信号帯域を拡散して伝送している。そして、受信側では、まず広帯域の受信入力信号を逆拡散という過程で元の狭帯域の信号に戻してから従来の復調処理を行う。この受信側の逆拡散という過程において受信信号の拡散系列と受信局発の拡散系列との相関検出を行う。この相関検出を行う一例としてマッチドフィルタがある。

【0003】 CDMA (符号分割多重アクセス Code Division Multiple Access) 伝送は、スペクトル拡散通信方式を応用し、複数のユーザに対してそれぞれ異なる拡散符号を割り当てることにより多重化し、広い周波数帯域を複数のユーザが同時に使用する。

【0004】 受信側では、希望するユーザの拡散符号系列をマッチドフィルタのタップ係数とし、相関検出を行うことにより、多重された受信信号から希望するユーザの信号を検出することができる。このとき相互相関の全く無い拡散符号を用いた場合、マッチドフィルタ出力には、希望波信号の自己相関のみが出力される。しかし、一般に、拡散符号には相互相関が存在するため、逆拡散出力は他の拡散符号の相互相関が合わせて出力される。この相互相関がすなわち干渉信号となる。多重ユーザ数が増加するとともに干渉信号も増加し、無視できなくなるため、受信特性が劣化してしまう。

【0005】 吉田、後川、柳、古谷らの「移動通信環境に適した DS/CDMA 適応干渉キャンセラ」(電子情

報通信学会信学技報 93-76 (1993-11)) に受信復調回路を用いて他のユーザの相互相関を最小にする方法が提案されている。

【0006】 図 9 は、上記文献に示されている従来の構成を示すブロック図である。図 9 に示された従来の復調回路は、数シンボル周期相当のタップ長を有しチップ周期  $T_c$  の  $m$  倍の周期で動作する直交化フィルタ 903 と遅延検波器 907 とで構成されている。直交化フィルタ 903 は、数シンボル周期の信号を入力として、適応制御によりタップ係数制御部 914 で、すべての他局の各拡散符号に対して直交化したタップ係数を計算し、この係数を用いることにより他局干渉信号成分を除去し、自局信号成分を取り出す。タップ係数の適応制御はシンボル周期で行われ、出力信号もシンボル周期で得られる。この復調回路をレイリーフェージング下の移動通信環境下に適応する場合、高速のレイリーフェージングによる伝搬路の変動に対して適応アルゴリズムが追従しなくなる。図 9 の復調回路では、遅延検波部 907 を設けることによりフェージングに対する追従特性を向上させている。この遅延検波部 907 は、直交化フィルタ 903 の出力である他局干渉の除去された自局のみの信号から、フェージングによるキャリア位相変動を補償している。

【0007】 図 9 に示した従来例では、高速フェージングに対して追従できる復調回路を実現できるが、復調特性は遅延検波の特性になる。より受信特性を向上させるためには、復調回路において同期検波を用いることが望ましい。本出願人が出願した特願平 6-141994 号には、受信復調回路を用いて他のユーザの相互相関を最小にする方法が提案されている。

【0008】 この出願では、情報周期より高速の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス (CDMA) 伝送において、パターン既知のパイロット信号が情報信号の間に周期的に挿入されているフレーム構成を有する信号を使用している。

【0009】 このフレーム構成を、図 10 に示す。図 10 において、パターン既知のパイロット信号を周期的に送信している。そして、図 11 に示すように、パイロットシンボルから、パイロットシンボルの間に受信する信号の位相ベクトルを、内挿補完することにより求めることができる。これを用いて、受信信号を復調する復調回路の構成は、図 12 に示されている。図 12 に示されている復調回路は、チップ周期  $T_c$  の  $m$  倍の周期で動作する直交化フィルタ 1203 とパイロット信号を用いてフェージングによる伝送路歪みを推定し補償する位相誤差補償部 1107 と、同期検波器 1208 で構成されている。そして、直交化フィルタ 1203 は送信側において拡散され、伝送路において他局信号と多重化された信号を入力として、全ての他局の各拡散符号に対して直交したタップ係数を、位相誤差補償後の受信信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの誤差ベクトルからの平



均2乗誤差を最小にするように、タップ係数制御部1210で計算する。そして、この係数を用いることにより他局干渉信号成分を除去し、自局信号成分を取り出す。このとき、タップ係数の適応制御は、パイロットシンボルによってフェージングの位相変動を補償した後行われるため、パイロットシンボル周期で行われている。

【0010】なお、複素乗算器1211において、誤差ベクトルに位相変動の推定値の振幅規格値を複素乗算しているのは、入力信号の位相と、誤差信号の位相を合せためである。

【0011】図13に、上記図12に示されている絶対位相推定・位相補償部1207の構成を示す。逆拡散された受信信号は、周期的に送信されているパイロットシンボルをパイロット同期検出部1302で検出する。そして、既知パイロット信号生成部1305で発生するパイロットシンボルと受信したパイロットシンボルとから、パイロット部伝送路変動推定部1304において伝送路の変動を推定する。周期的に送られるパイロットシンボルから図11に示すように内挿することにより、情報シンボルに対する伝送路の変動を情報シンボル伝送路変動推定部1306で推定する。推定した変動の振幅を規格化し、位相変動補償部1303で受信した情報シンボルに対して位相補償する。

#### 【0012】

【発明が解決しようとする課題】図12に示されているような、パイロット信号を用いてフェージング歪み補償を行うことにより、絶対同期検波を適用して誤差を最小にするように、直交化フィルタのタップ係数を制御する復調回路では、干渉信号成分を低減するために直交化フィルタのタップ係数を制御する際に、パイロットシンボル毎にブロック処理によってフェージングの位相変動を補償した後タップ係数の制御を行っている。このため、タップ係数の更新がパイロットシンボル周期となり、干渉信号成分を最小にする最適なタップ係数に収束するまでに時間がかかる。

【0013】また、図12に示す復調回路では、フェージング歪みと干渉信号によりパイロット信号が歪んでしまい、正しい伝送路推定が行われないこともある。

【0014】本発明では、前述のタップ係数の収束時間を短縮できる復調回路を提供することを目的とする。

【0015】また、本発明では、フェージング変動による歪みを除去し、干渉信号のみの誤差ベクトルを算出し、タップ係数の制御を正しく行うことのできる干渉信号を低減／除去できる復調回路を提供することを目的とする。

#### 【0016】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明は、情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス(CDMA)伝送で、周期的にパターン既知のパイロ

ットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、情報シンボルNシンボル周期(N:1以上の自然数)相当のタップ長を有し、前記拡散符号のM分の1

(M:1以上の自然数)の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、前記位相誤差補償部出力を複数シンボル周期保持することによりタップ係数の更新タイミングを調整するタイミング調整機能部と、タイミング調整部出力を識別・判定する識別判定部と、前記位相誤差補償後の受信信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、前記誤差ベクトルの平均2乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部とから構成されることを特徴とする復調回路である。

【0017】請求項2記載の発明は、情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス(CDMA)伝送で、周期的にパターン既知のパイロットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、各パス毎に、情報シンボルNシンボル周期(N:1以上の自然数)相当のタップ長を有し、前記拡散符号のM分の1(M:1以上の自然数)の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、前記位相誤差補償部出力を複数シンボル周期保持することによりタップ係数の更新タイミングを調整するタイミング調整機能部と前記誤差ベクトルの平均2乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部と、前記位相誤差補償後の受信信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部とを有し、各パスのタイミング調整機能部の出力をRAKE合成するRAKE合成部と、RAKE合成部出力を識別・判定する識別判定部とから構成され、前記誤差ベクトル生成部は、複数の受信パスに対応して、前記タイミング調整部出力の、各パスの位相誤差補償出力を各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け合成して識別判定する識別判定部を有し、前記各パスの位相誤差補償出力と、前記識別判定出力各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け乗算した出力から各パスの誤差ベクトルを生成することを特徴とする復調回路である。

【0018】請求項3記載の発明は、情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセ

ス伝送を行う符号分割多重アクセス (CDMA) 伝送で、周期的にパターン既知のパイロットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、情報シンボル $N$ シンボル周期 ( $N: 1$ 以上の自然数) 相当のタップ長を有し、前記拡散符号の $M$ 分の $1$  ( $M: 1$ 以上の自然数) の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、絶対位相推定・位相補償部出力を識別・判定する識別判定部と、複数周期のパイロット信号を平均化する平均化部と、前記平均化部の出力と既知のパイロット信号から誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、前記誤差ベクトルの平均2乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部とから構成されることを特徴とする復調回路である。

【0019】請求項4記載の発明は、情報周期より高速の速度の拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス (CDMA) 伝送で、周期的にパターン既知のパイロットシンボルが含まれる受信信号を復調する復調回路において、各パス毎に、情報シンボル $N$ シンボル周期 ( $N: 1$ 以上の自然数) 相当のタップ長を有し、前記拡散符号の $M$ 分の $1$  ( $M: 1$ 以上の自然数) の遅延機能とタップ係数を乗算する乗算機能と、各タップの出力信号を加算する加算機能を有する直交化フィルタ部と、前記パイロット信号の受信位相から伝送路における位相、振幅変動を推定し、パイロット信号から推定された位相、振幅変動を内挿補間することにより情報シンボルを補償する絶対位相推定・位相補償部と、複数周期のパイロット信号を平均化する平均化部と、前記平均化部の出力と既知のパイロット信号から誤差ベクトルを生成する誤差ベクトル生成部と、前記誤差ベクトルの平均2乗誤差を最小にするように、前記直交化フィルタのタップ係数を求めるタップ係数制御部とを有し、各パスのタイミング調整機能部の出力をRAKE合成するRAKE合成部と、前記RAKE部出力を識別・判定する識別判定部とから構成され、前記誤差ベクトル生成部は、複数の受信パスに対応して、前記タイミング調整部出力の、各パスの位相誤差補償出力を各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け合成して識別判定する識別判定部を有し、前記各パスの位相誤差補償出力と、前記識別判定出力各パスの希望信号電力対干渉信号電力比で重み付け乗算した出力から各パスの誤差ベクトルを生成することを特徴とする復調回路である。

【0020】

【作用】位相誤差補償部出力は、パイロットシンボル周期で出力される。その出力は、タイミング調整機能部で

数シンボル周期保持する。この保持された位相補償の値を用いることにより、誤差生成回路では、識別判定後の信号ベクトルと識別判定前の信号ベクトルから、情報シンボル毎に誤差ベクトルを生成することができる。生成された誤差ベクトルはシンボル周期で順次、前記タップ係数制御部へ入力される。タップ係数制御部では、シンボル周期で直交化フィルタのタップ係数の更新を行う。

【0021】この構成により、復調方式として高い効率の絶対同期検波が適用でき、最適制御された復調回路を構成することができる。

【0022】そして、タップ係数の値を、最適な値に早く収束させることができるので、通話中に他のユーザの発呼または終呼により干渉波の状態が変化しても、通話品質が劣化する時間を短くすることができる。

【0023】また、パイロット信号平均化部では、直交化フィルタの出力からパイロット信号のみを選択し、フェージング周期に比べて長い時定数で平均化を行う。これによりフェージングによる歪みが除去されている。誤差ベクトル生成部では、前述の平均化部の出力と既知のパイロット信号により、誤差ベクトルを生成する。生成された誤差ベクトルにより直交化フィルタのタップ係数を更新する。

【0024】この構成により、復調方式として高い効率の絶対同期検波が適用でき、最適制御された復調回路を構成することができる。

【0025】そして、パイロット信号のフェージングによる歪みを除去できるので、タップ係数の値をフェージングの影響を受けない最適な値とすることができる。

【0026】また、これらの構成をマルチパスに対しても適用することができる。

【0027】

【実施例】図面を用いて本発明の実施例について説明する。

【0028】【実施例1】図1は本発明の一実施例の構成を示すブロック図である。図1において、101は受信した拡散信号の入力端子、102は復調回路からの出力信号を出力する判定識別データ出力端子、103は数シンボル周期相当のタップ長を有しチップ周期 $T_c$ の $m$  ( $m: 1$ 以上の整数) 倍の周期で動作する直交化フィルタである。また、107は絶対位相推定・位相誤差補償部で、直交化フィルタ103からの信号の位相変動推定しており、パイロットシンボル周期で出力される。タイミング調整機能部110において、タイミングを調整した後、判定識別部108で位相補償されたシンボル識別判定して、絶対位相補償を行っている。109は誤差ベクトル演算部で、ここで誤差を演算する。112は複素乗算器で、誤差ベクトルと推定位相とを複素乗算する。111はタップ係数制御部で演算された誤差により適応制御され、直交化フィルタ103の係数を求めている。直交化フィルタ103は、遅延機能部104、タップ係

数乗算部105そしてタップ信号加算部106で構成されている。

【0029】図1において、受信した周期的にパターン既知のパイロットシンボルを含む入力拡散信号は、チップ周期 $T_c$ の $m$ 分の1遅延することに引き出された $M$ 個( $M:1$ 以上の整数)のタップを有する直交化フィルタ103に入力する。この直交化フィルタ103に入力した各タップの信号ベクトルは、タップ係数ベクトル $C_M \dots C_1$ を乗算され、タップ信号加算部106で各タップからの信号が加算されて、逆拡散された信号として出力する。つぎに、絶対位相推定・位相誤差補償部107において、送信パターン既知のパイロットシンボルを用いて、伝送路の変動に起因する位相変動を求め、情報シンボル区間では各情報シンボルの位置に応じてこのパイロットシンボル区間で求めた位相誤差を各情報差を各情報シンボル毎に内挿補間して推定し、そうして得られた推定位相誤差を用いて位相補償する。識別判定部108では、絶対位相推定・位相誤差補償部107で各シンボル毎に位相変動を補償した信号を絶対位相で識別判定する。

【0030】誤差ベクトル演算部109では、パイロットおよび情報シンボルについて、識別判定の前後の信号の誤差を算出する。算出された誤差ベクトルは、複素乗算器112で入力信号の位相と合せて、タップ係数制御部111へと引き渡される。タップ係数制御部111では直交化フィルタ103のタップ係数ベクトル $C_M \dots C_1$ を求める。具体的にはタップ係数制御部111で、 $M$  MSE基準即ち、識別判定前の受信信号ベクトルと識別判定後の信号ベクトルとの誤差ベクトルの平均2乗誤差が最小になるようにタップ係数ベクトルを求める。この求めたタップ係数ベクトルを、直交化フィルタ103に入力する。

【0031】図1で用いているタップ係数の求める方法は、伝送路の変動に起因する位相変動を補償したパイロット信号、情報信号1シンボル毎に判定識別した後の出力信号との誤差を検出し、LMS(最小2乗平均法)やRLS(再帰型最小2乗法)等の平均化適応アルゴリズムを用いたMSE(平均2乗誤差最小)基準によるタップ係数の求め方である。

【0032】図2を用いて、直交化フィルタのタップ係数を求めるタイミングを説明する。

【0033】図2に示すように、誤差ベクトルの算出とタップ係数の更新に1パイロット周期の遅延している。このことにより、ブロック処理によって位相変動を補償しつつ、シンボル毎にタップ係数を更新することができる。このため、パイロットシンボル毎にタップ係数を更新する従来方法に比べ、タップ係数の最適値への収束を高速化することができる。

【0034】図2からも分るように、タイミング調整機能部110は、1パイロット周期以上誤差信号の生成を

遅らせるための遅延素子(その間情報を保持するバッファ)で構成することができる。

【0035】[実施例2]図3は、複数受信パスが存在する場合における本発明の実施例の構成を示すブロック図である。図3では、簡単のため受信パス数が2パスの場合の例を示す。複数受信のパスの場合は、各パス毎に最適制御された直交化フィルタが必要である。

【0036】図3において、301は拡散信号入力端子、302は判定データ出力端子である。303は直交化フィルタ1、307は絶対位相推定・位相誤差補償部1、313は誤差ベクトル演算部1、そして315はタップ係数制御部1であり、1つのパスに対応する最適制御された直交化フィルタを構成している。これらは、図1に示した直交化フィルタと同様の機能動作を行う。同様の構成がもう1つのパスに対して存在している。各パスの出力は、RAKE合成部308に入力して合成され識別判定部311で判定される。

【0037】受信側では、受信パス数推定を行い、パスのプロファイルを求める。その結果、図3に示すように受信パス数が2パスであった場合には、まず1つめの最適制御された直交化フィルタは、この1パスの信号を希望波信号として、自チャネルの信号の2パス目の信号は他のユーザと同様に干渉信号と見做して直交化フィルタ1のタップ係数を制御する。また、2つ目の最適制御された直交化フィルタ2は2パス目の信号を希望波信号とし、自局の1パス目の信号は干渉信号と見做する。このように各パス毎に直交化フィルタのタップ係数ベクトルを求める。図中 $\tau$ は1パス目の信号に対する2パス目の信号に遅延である。各直交化フィルタの出力信号ベクトルは、パターン既知のパイロットシンボルの受信位相により、各情報シンボルはフェージングによる位相歪みに起因する位相誤差を絶対位相推定・位相誤差補償部1および2で内挿補間することにより位相誤差を推定し、得られた位相誤差の複素共役を乗算することによりこれを補償する。この2つの位相誤差補償された信号は、最大比合成になるように各パスの希望信号電力対干渉信号電力比(SIR)に応じて同相の重み付合成される。この合成は通常の直接拡散通信でのRAKE合成と同様である。このRAKE合成された信号は識別判定される。

【0038】2パスの場合には、各パスの絶対位相推定・位相誤差補償部1、2で位相誤差補償された信号ベクトルとRAKE合成後識別判定された信号ベクトルとの誤差ベクトルの平均2乗誤差が最小になるように、タップ係数制御部1、2で各パス毎にタップ係数ベクトルを求める。この各パス毎の誤差ベクトルを算出するとき、各パス毎の正しい誤差ベクトルを算出するために、312及び321のSIR重み係数乗算部1'、2'においてRAKE合成後の識別判定された信号ベクトルに、各パスのSIRを積算する必要がある。

【0039】さらに3パス以上の遅延波が存在する場合

でもこの2パスの構成を拡張して適用することができる。

【0040】このように復調回路をマルチパスが存在する場合にも適用でき、RAKE合成部において各パスの信頼度の重み付けを行って合成しているので、より信頼度の高い直交化フィルタに対する係数を計算できる。

【0041】【実施例3】図4は本発明の他の実施例の構成を示すブロック図である。図4において、401は受信した拡散信号の入力端子、402は復調回路からの出力信号を出力する判定識別データ出力端子、403は数シンボル周期相当のタップ長を有しチップ周期 $T_c$ の $m$  ( $m: 1$ 以上の整数) 倍の周期で動作する直交化フィルタ、407は内挿補間型絶対位相推定・位相誤差補償部である。内挿補間型絶対位相推定・位相誤差補償部407は、直交化フィルタ403からの信号の位相差を補償しており、パイロットフレーム同期検出部408と、パイロット位相誤差推定部409、および絶対位相推定・位相補償部410からなる。411は判定識別部で、位相補償されたシンボルを絶対位相で識別判定している。412はパイロット信号選択・平均部で、直交化フィルタの出力からパイロット信号のみを選択し、長い時定数で平均化を行うことにより、フェージング歪みを分離／除去する。誤差ベクトル生成部414では、この平均化部の出力と、既知パイロット信号生成部413で得られたパイロット信号との誤差ベクトルを演算する。この演算された誤差ベクトルは複素乗算器416で受信信号と位相を合される。この誤差ベクトルを用いて、415のタップ係数制御部で適応制御して、直交化フィルタ403の係数を求めている。直交化フィルタ403は、遅延機能部404、タップ係数乗算部405そしてタップ信号加算部406で構成されている。

【0042】なお、この図4で用いている内挿補間型絶対位相推定・位相誤差補償部407は、図1における絶対位相推定・位相補償部107と同じものである。

【0043】図4において、受信したパターン既知のパイロットシンボルを周期的に含む入力拡散信号は、チップ周期 $T_c$ の $m$ 分の1 ( $m: 1$ 以上の整数) 遅延することにより引き出された $M$ 個 ( $M$ : 拡散率の整数倍) のタップを有する直交化フィルタ403に入力する。この直交化フィルタ403に入力した各タップの信号ベクトルは、タップ係数ベクトル $C_M \dots C_1$ を乗算され、タップ信号加算部406で各タップからの信号が加算されて、逆拡散された信号として出力する。つぎに、内挿補間型絶対位相推定・位相誤差補償部407において、送信パターン既知のパイロットシンボルを用いて、伝送路の変動に起因する位相誤差を求める。情報シンボル区間では、各情報シンボルの位置に応じてこのパイロットシンボル区間で求めた位相誤差を各情報シンボル毎に内挿補間して推定して、位相誤差を補償する。識別判定部411では、絶対位相推定・位相誤差補償部407で各シンボル

毎の位相誤差を補償した信号を絶対位相で識別判定する。

【0044】パイロット信号選択・平均化部412では、直交化フィルタの出力のうちパイロット信号部分のみを選択し、これを長い時定数で平均することにより、パイロットシンボルの歪みのうち、フェージングによるもののみを分離／除去する。これは本来パイロット信号における他局からの干渉成分が一定であるのに対し、フェージングによる歪みは高速で変動していることによる。そのため、時定数を長くして平均することにより、他局からの干渉成分は保存され、フェージング歪みのみ分離／除去できる。

【0045】誤差ベクトル演算部414では、パイロット信号生成部413で生成されたパイロット信号と、平均化によりフェージング歪みを分離／除去した信号との誤差を算出する。算出された誤差ベクトルはタップ係数制御部415へと引き出される。タップ係数制御部415では直交化フィルタ403のタップ係数ベクトル $C_M \dots C_1$ を求める。具体的にはタップ係数制御部415で、MMSE基準即ち、平均化されたパイロット信号ベクトルと自局で生成されたパイロット信号ベクトルとの誤差ベクトルの平均2乗誤差が最小になるようにタップ係数ベクトルを求める。この求めたタップ係数ベクトルを、直交化フィルタ403に入力する。

【0046】図4において、LMS (最小2乗平均法) やRLS (再帰型最小2乗法) 等の平均化適応アルゴリズムを用いたMMSE (平均2乗誤差最小) 基準によってタップ係数を求めている。

【0047】図5で、パイロットシンボル平均化の必要性を説明する。パイロットシンボルは伝送路において、フェージングによる位相、振幅変動および他局干渉によって歪められる。この時、フェージングによる振幅変動に対して他局干渉はほぼ一定である。これを用いて、長い時定数を用いて複数シンボルに渡って平均することにより、フェージング歪みは分離／除去することができる。フェージング歪みを除去すると、他局干渉のみがパイロットシンボルを歪ませることになる。

【0048】図6で直交化フィルタのタップ係数を求めるタイミングを説明する。

【0049】図6において、複数の周期に渡り、パイロットシンボルを平均化している様子を示している。伝送路の変動に起因する位相誤差を補償したパイロット信号を、図4におけるパイロット信号選択・平均化部412において複数シンボル平均化することにより、フェージングによる振幅変動と干渉による振幅歪みとを分離する。パイロット信号選択・平均化部412からは、フェージングによる振幅及び位相歪みが吸収され、干渉による歪みのみが残留したパイロットシンボルが出力される。局発の既知パイロットシンボルとの誤差ベクトルを生成し、タップ係数制御部では誤差ベクトルを最小にす

るようにパイロットシンボル周期でタップ係数の更新を行う。

【0050】図6で説明したパイロット信号選択・平均化部の具体的な構成を図7に示す。

【0051】スイッチ702はパイロットシンボルの周期で開閉して、パイロットシンボルをバッファ703に入力する。バッファ703に入力されたパイロットシンボルは加算器704で全て加算され、除算部705で割ることにより平均を求める。

【0052】〔実施例4〕図8は、マルチパスが存在する場合における本発明の他の実施例の構成を示すブロック図である。図8では、簡単のため2パスの場合の例を示す。マルチパスの場合は各パス毎に最適制御された直交化フィルタが必要である。

【0053】図8において801は拡散信号入力端子、802は判定データ出力端子である。803は直交化フィルタ1、807は絶対位相推定・位相誤差補償部1、812はパイロット信号選択・平均部1、813は既知パイロット信号生成部である。814は誤差ベクトル演算部1で、既知パイロット信号に対する各パスの合成重み積算機能部と、減算機能部とからなる。そして、815はタップ係数制御部1であり、これらで1つのパスに対応する最適制御された直交化フィルタを構成している。これらは、図4に示した直交化フィルタと同様の機能動作を行う。同様の構成がもう1つのパスに対して存在している。各パスの出力は、RAKE合成部808に入力して合成され、識別判定部811で判定される。

【0054】受信側では、受信パス数の推定を行い、パスのプロファイルを求める。その結果、図8に示すように2パスであった場合には、まず1つめの最適制御された直交化フィルタはこの1パスの信号を希望波信号として、自チャネルの信号の2パス目の信号は他のユーザと同様に干渉信号と見做して直交化フィルタ1のタップ係数を制御する。また2つ目の最適制御された直交化フィルタ2は、2パス目の信号を希望波信号とし、自局の1パス目の信号は干渉信号と見做する。このように各パス毎に直交化フィルタのタップ係数ベクトルを求める。図中 $\tau$ は1パス目の信号に対する2パス目の信号の遅延である。各直交化フィルタの出力信号ベクトルは、絶対位相推定・位相誤差補償部1および2において、パターン既知のパイロットシンボルの受信位相を内挿補間される。そして、各情報シンボルにおけるフェージングによる位相歪みに起因する位相誤差を推定し、これにより絶対位相を補償される。この2つの位相誤差補償された信号は、最大比合成になるように各パスの希望信号電力対干渉信号電力比に応じて同相の重み付合成される。この合成は、通常の直接拡散通信でのRAKE合成と同様である。このRAKE合成された信号が識別判定される。

【0055】2パスの場合には、各パスの絶対位相推定・位相誤差補償部1、2で位相誤差補償され、パイロ

ット信号選択・平均化部1、2においてフェージング歪みの吸収された信号ベクトルと局発の既知パイロットシンボルに各パスの重み付け乗算したベクトルとの誤差ベクトルの平均2乗誤差が最小になるように、タップ係数制御部1、2で各パス毎にタップ係数ベクトルを求める。【0056】さらに3パス以上の遅延波が存在する場合でもこの2パスの構成を拡張して適用することができる。

【0057】このように復調回路を、受信パスが複数存在する場合にも適用でき、RAKE合成で、各パスの信頼度の重み付けを行って合成しているので、より信頼度の高い直交化フィルタに対する係数を計算できる。

【0058】

【発明の効果】以上本発明では情報周期より高速な拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス(CDMA)伝送で、パターン既知のパイロット信号が情報信号の間に周期的に挿入されているフレーム構成を有する信号を受信して復調する復調回路において、自局信号に対して他局の干渉を最小にする直交化フィルタのタップ係数を、最適値にするまでの時間が短縮された復調回路を構成することができる。

【0059】また、本発明では、情報周期より高速な拡散符号で広帯域の信号に拡散して多重アクセス伝送を行う符号分割多重アクセス(CDMA)伝送で、パターン既知のパイロット信号が情報信号の間に周期的に挿入されているフレーム構成を有する信号を受信して復調する復調回路において、自局信号に対して他局の干渉を最小にする直交化フィルタのタップ係数を、伝送路の位相、振動変動によらず最適値にすることができる復調回路を構成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の復調回路の構成を示すブロック図である。

【図2】直交化フィルタのタップ係数ベクトルを求めるタイミングを説明する図である。

【図3】マルチパスがある場合の本発明の復調回路の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の他の復調回路の構成を示すブロック図である。

【図5】パイロットシンボルの平均化を説明する図である。

【図6】直交化フィルタのタップ係数ベクトルを求めるタイミングを説明する図である。

【図7】パイロット信号選択・平均化部のブロック図である。

【図8】マルチパスがある場合の本発明の他の復調回路の構成を示すブロック図である。

【図9】従来の遅延検波を用いる復調回路の構成を示すブロック図である。

【図 10】パイロットシンボルを含む信号フレームを説明する図である。

【図 11】パイロットシンボルを用いて位相補償をすることを説明する図である。

【図 12】パイロットシンボルを用いる復調回路の構成を示すブロック図である。

【図 13】絶対位相推定・位相補償部のブロック図である。

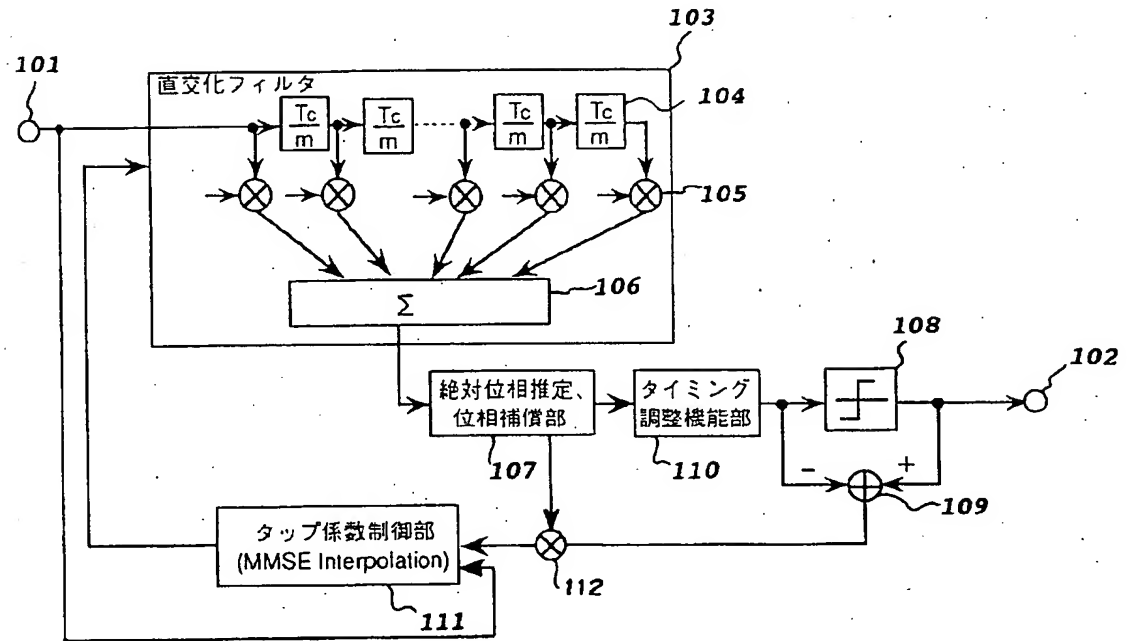
【符号の説明】

- |                      |                         |
|----------------------|-------------------------|
| 101 拡散信号入力端子         | 407 内挿補間型絶対位相推定・位相誤差補償部 |
| 102 判定識別信号出力端子       | 408 パイロットフレーム同期検出部      |
| 103 直交化フィルタ          | 409 パイロット位相推定部          |
| 104 遅延機能部            | 410 絶対位相推定・位相補償部        |
| 105 タップ係数乗算部         | 411 判定識別部               |
| 106 タップ信号加算部         | 412 パイロット信号選択・平均化部      |
| 107 絶対位相推定・位相誤差補償部   | 413 既知パイロット信号生成部        |
| 108 識別判定部            | 414 誤差ベクトル生成部           |
| 109 誤差ベクトル演算部        | 415 タップ係数制御部            |
| 110 タイミング調整機能部       | 801 拡散信号入力端子            |
| 111 タップ係数制御部         | 802 判定データ出力端子           |
| 301 拡散信号入力端子         | 803 直交化フィルタ 1           |
| 302 判定データ出力端子        | 804 遅延機能部 1             |
| 303 直交化フィルタ 1        | 805 タップ係数乗算部 1          |
| 304 遅延機能部 1          | 806 タップ信号加算部 1          |
| 305 タップ係数乗算部 1       | 807 絶対位相推定・位相誤差補償部 1    |
| 306 タップ信号加算部 1       | 808 RAKE 合成部            |
| 307 絶対位相推定・位相誤差補償部 1 | 809 SIR 重み係数乗算部         |
| 308 RAKE 合成部         | 810 各パス信号加算部            |
| 309 SIR 重み係数乗算部      | 811 識別判定部               |
| 310 各パス信号加算部         | 812 パイロット信号選択・平均化部 1    |
| 311 識別判定部            | 813 既知パイロット信号生成部        |
| 312 SIR 重み係数乗算部 1    | 814 誤差ベクトル演算部 1         |
| 313 誤差ベクトル演算部 1      | 815 タップ係数制御部 1          |
| 314 タイミング調整機能部 1     | 816 直交化フィルタ 2           |
| 315 タップ係数制御部 1       | 817 遅延機能部 2             |
| 316 直交化フィルタ 2        | 818 タップ係数乗算部 2          |
| 317 遅延機能部 2          | 819 タップ信号加算部 2          |
| 318 タップ係数乗算部 2       | 820 絶対位相推定・位相誤差補償部 2    |
| 319 タップ信号加算部 2       | 821 パイロット信号選択・平均化部 1    |
| 320 絶対位相推定・位相誤差補償部 2 | 822 誤差ベクトル演算部 2         |
| 321 SIR 重み係数乗算部 2    | 823 タップ係数制御部 2          |
| 322 誤差ベクトル演算部 2      | 901 拡散信号入力端子            |
| 323 タイミング調整機能部 2     | 902 判定識別信号出力端子          |
| 324 タップ係数制御部 2       | 903 直交化フィルタ             |
| 401 拡散信号入力端子         | 904 遅延機能部               |
| 402 判定識別信号出力端子       | 905 タップ係数乗算部            |
| 403 直交化フィルタ          | 906 タップ信号加算部            |
| 404 遅延機能部            | 907 遅延検波部               |
| 405 タップ係数乗算部         | 908 遅延素子                |
| 406 タップ信号加算部         | 909 振幅規格化部              |
|                      | 910 複素乗算部               |
|                      | 911 識別判定部               |
|                      | 912 誤差ベクトル演算部           |
|                      | 913 誤差ベクトルを線形量に変換する機能   |
|                      | 914 タップ係数制御部            |
|                      | 1201 拡散信号入力端子           |
|                      | 1202 判定識別信号出力端子         |
|                      | 1203 直交化フィルタ            |
|                      | 1204 遅延機能部              |

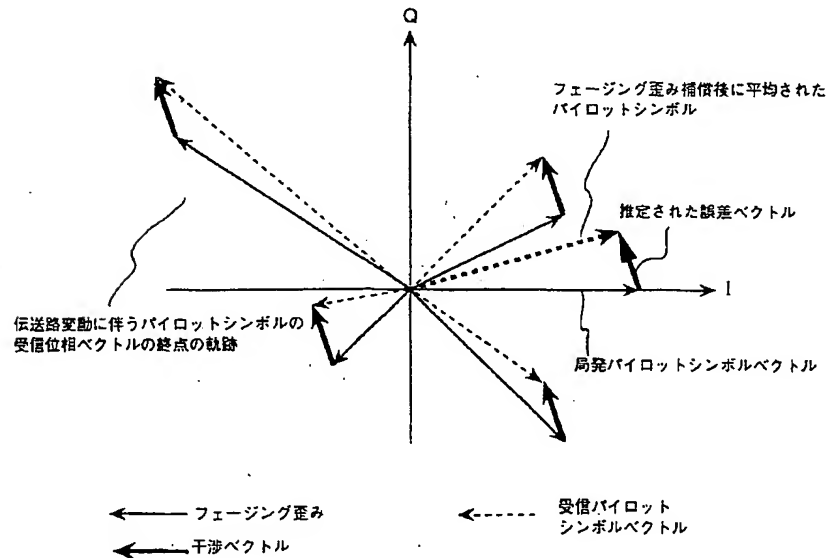
1205 タップ信号遅延部  
 1206 タップ信号加算部  
 1207 絶対位相推定・位相誤差補償部  
 1208 識別判定部  
 1209 誤差ベクトル演算部  
 1210 タップ係数制御部

1302 パイロット同期検出部  
 1303 位相変動補償部  
 1304 パイロット部伝送路変動推定部  
 1305 既知パイロット信号生成部  
 1306 情報シンボル伝送路推定部  
 1307 情報シンボル位相受動推定部 (振幅規格化)

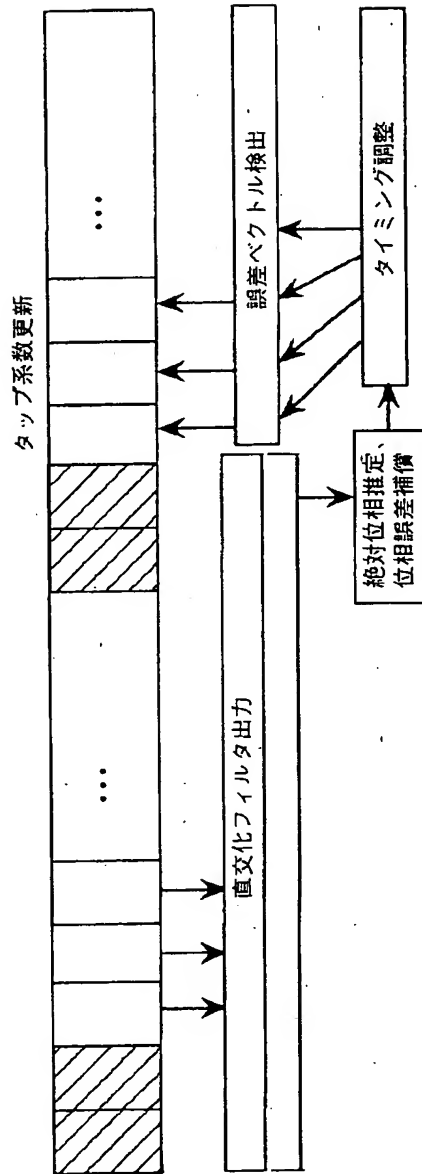
【図1】



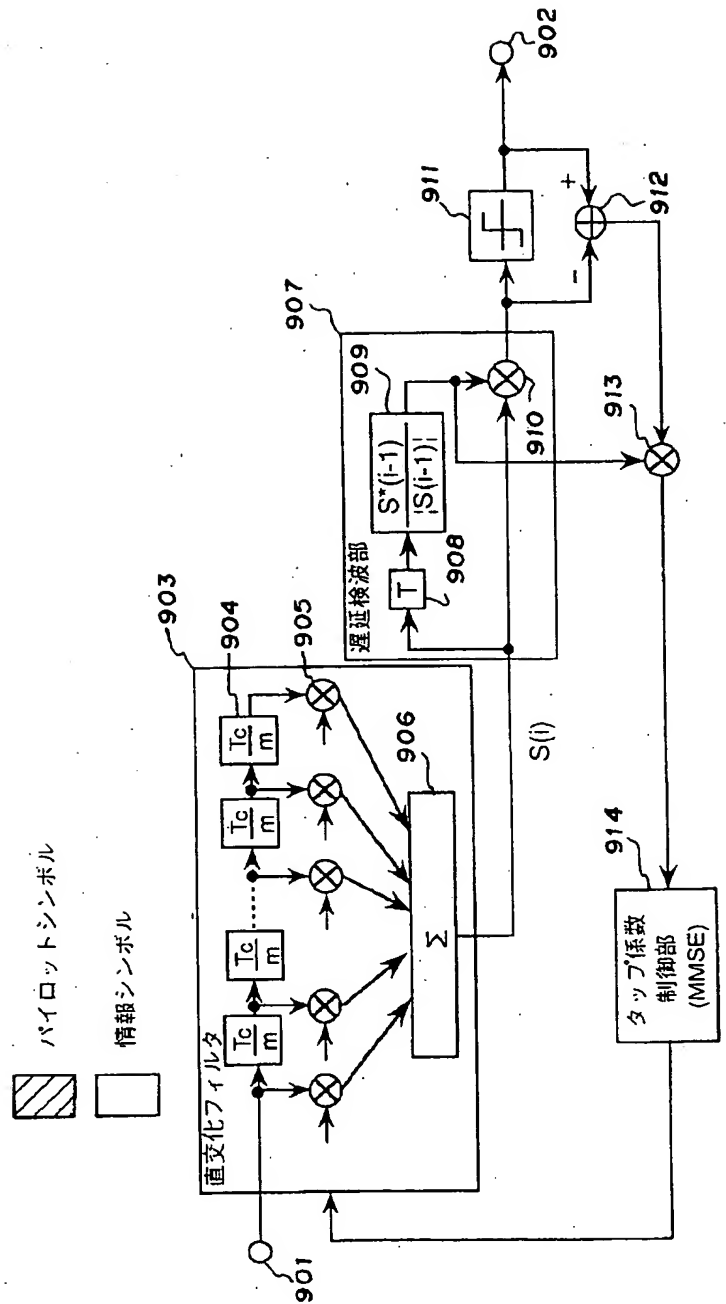
【図5】



【図2】



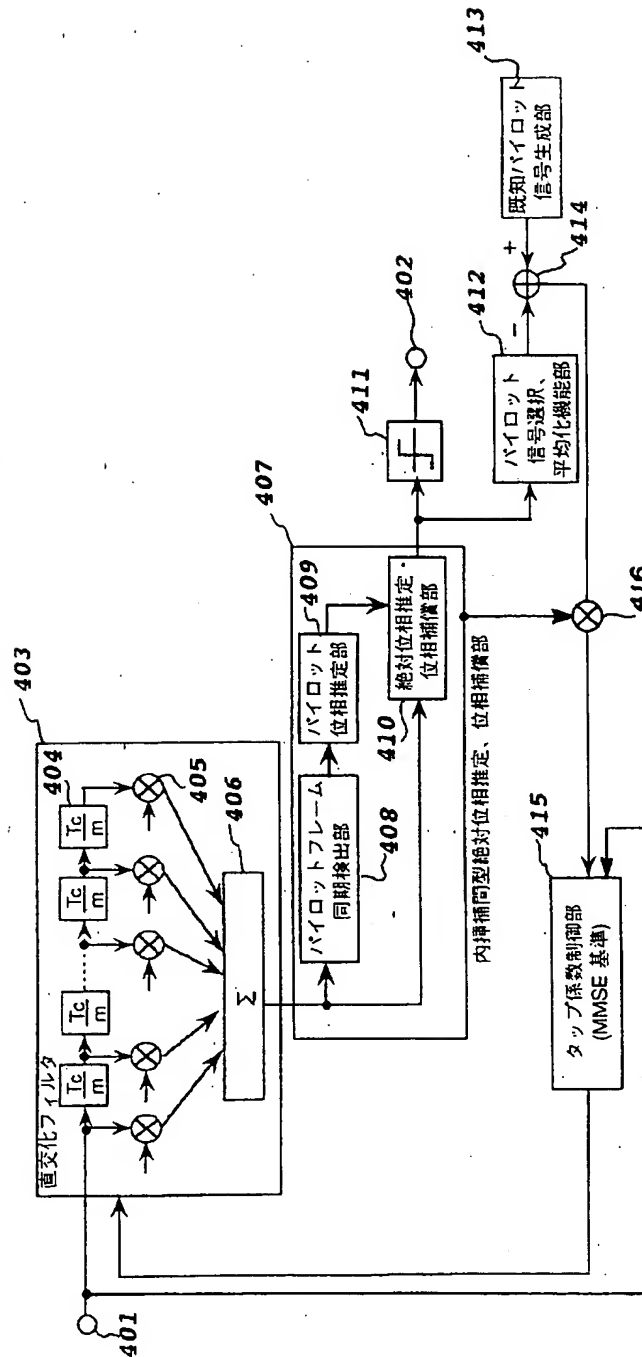
【図9】



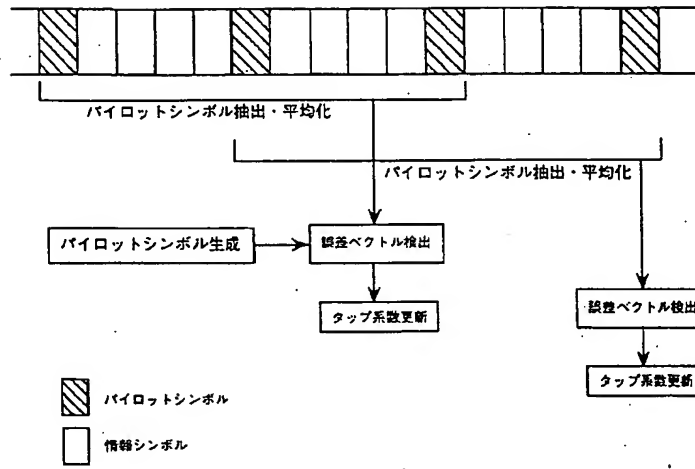




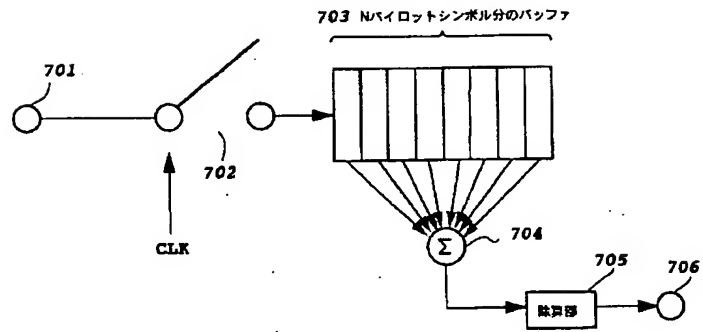
【図 4】



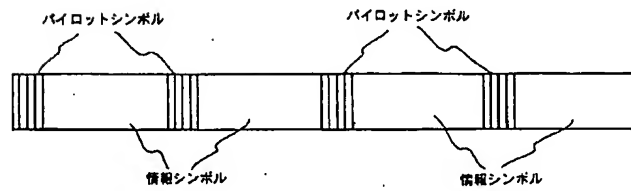
【図 6】



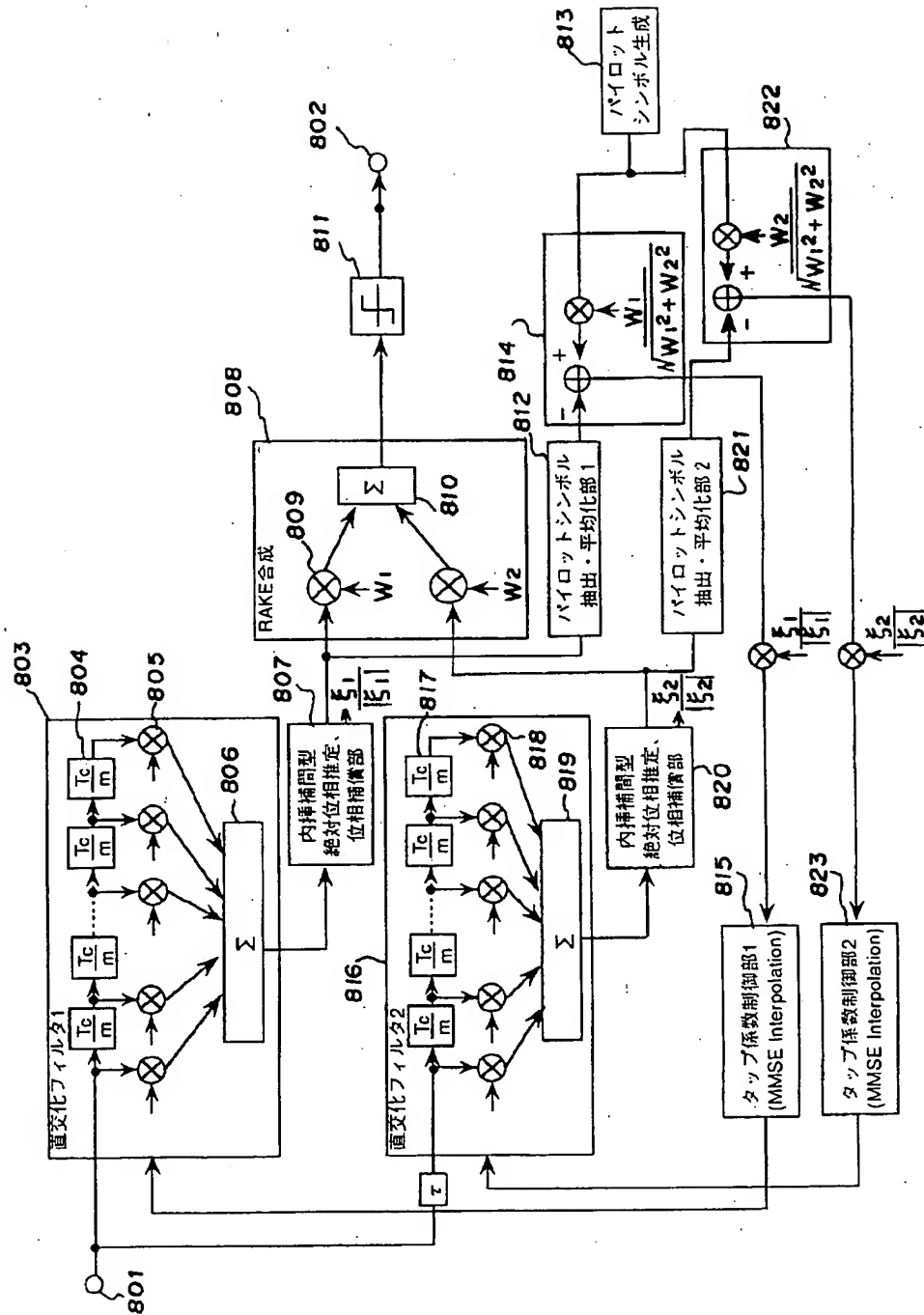
【図 7】



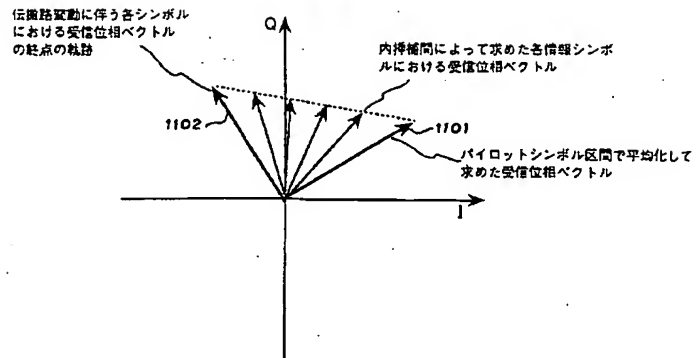
【図 10】



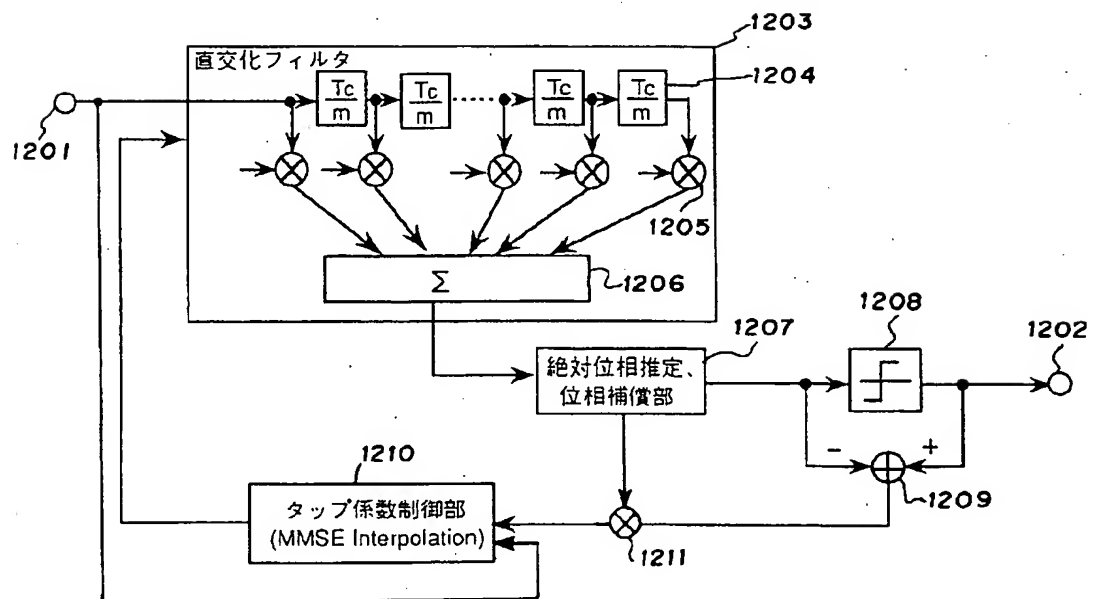
【図8】



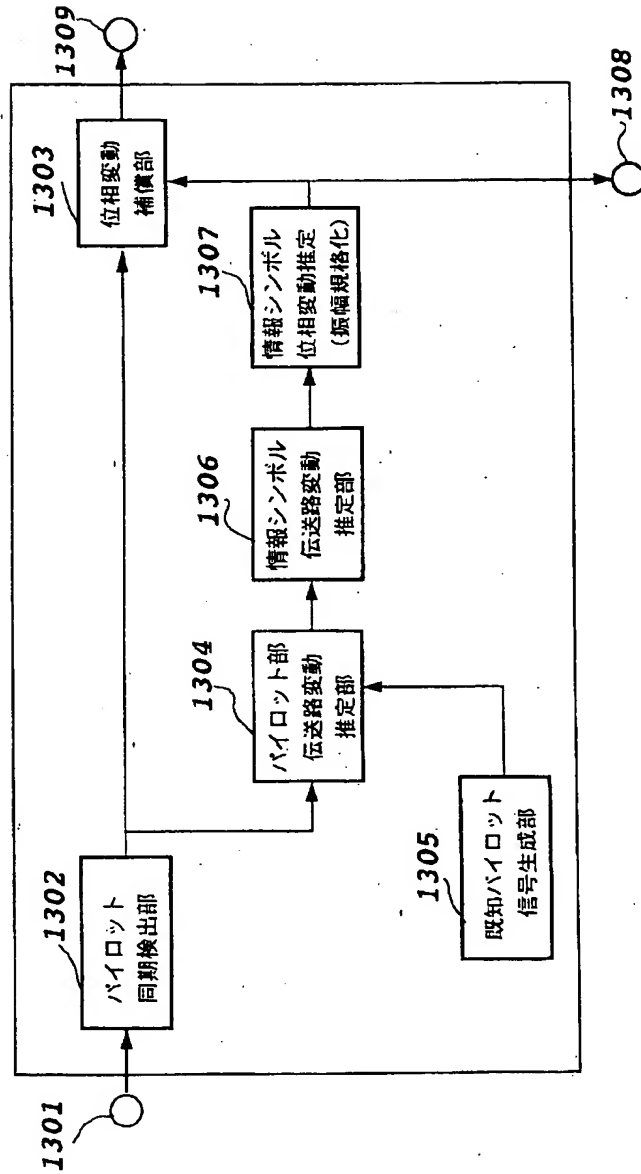
【図 11】



【図 12】



【図 13】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☒ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**